



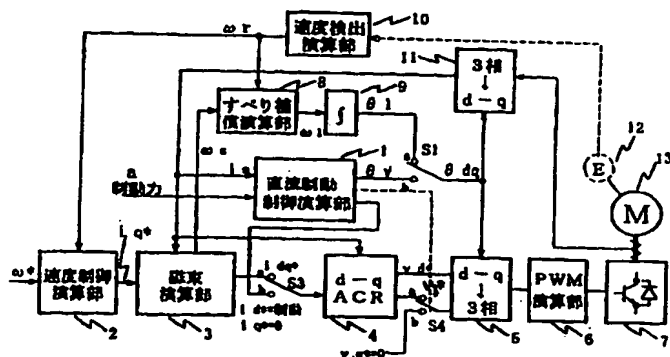
<p>(51) 国際特許分類6 H02P 21/00</p>	<p>A1</p>	<p>(11) 国際公開番号 WO98/11663</p> <p>(43) 国際公開日 1998年3月19日(19.03.98)</p>
<p>(21) 国際出願番号 PCT/JP96/02625</p> <p>(22) 国際出願日 1996年9月13日(13.09.96)</p> <p>(71) 出願人 (米国を除くすべての指定国について) 株式会社 日立製作所(HITACHI, LTD.)(JP/JP) 〒101 東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地 Tokyo, (JP)</p> <p>(72) 発明者 ; および (75) 発明者 / 出願人 (米国についてのみ) 大橋敬典(OHASHI, Hironori)(JP/JP) 〒274 千葉県船橋市習志野台5丁目39番6棟303号室 Chiba, (JP) 高瀬真人(TAKASE, Makoto)(JP/JP) 〒274 千葉県船橋市習志野台5丁目39番6棟404号室 Chiba, (JP) 富田浩之(TOMITA, Hiroyuki)(JP/JP) 〒274 千葉県船橋市習志野台8丁目48番1-304 Chiba, (JP) 石田誠司(ISHIDA, Seiji)(JP/JP) 〒274 千葉県船橋市習志野台5丁目39番6棟103号室 Chiba, (JP)</p>		<p>(74) 代理人 弁理士 小川勝男(OGAWA, Katsuo) 〒100 東京都千代田区丸の内一丁目5番1号 株式会社 日立製作所内 Tokyo, (JP)</p> <p>(81) 指定国 CN, JP, KR, SG, US, 欧州特許 (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, I.U, MC, NL, PT, SE).</p> <p>添付公開書類 国際調査報告書</p>

(54)Title: **DEVICE FOR CONTROLLING INDUCTION MOTOR AND METHOD OF CONTROLLING THE SAME**

(54)発明の名称 誘導モータ制御装置およびその制御方法

(57) Abstract

A vector controller having a tripless DC braking function to stop an induction motor with less vibration. The vector controller is provided with a DC control calculating section 1 and switches S1, S3, and S4 controlled by the section 1. During vector control, the section 1 sets the switches S1, S3, and S4 to sides (a). When the control is changed from vector control to DC control, the section 1 calculates the phase of the voltage vector, sets the switches S1 and S3 to (b) sides and compares the absolute value of  $i_q$  with a reference value. When the absolute value of  $i_q$  is smaller, it sets the switch S4 to side (b) and only the d-axis ACR is made effective. Therefore, the accuracy of the position where the motor stops upon DC braking in an emergency is improved, and a low-noise system can be provided.



- 1 ... DC braking control calculating section
- 2 ... speed control calculating section
- 3 ... magnetic flux calculating section
- 5 ... three phase
- 6 ... PWM calculating section
- 8 ... slip compensation calculating section
- 10 ... speed detection calculating section
- 11 ... three-phase
- e ... braking force

(57) 要約

直流制動時でもトリップレスで停止時の振動の少ない直流制動機能を有するベクトル制御装置を提供することにある。

直流制御演算器1とそれにより制御されるスイッチS1, S3, S4を備え、ベクトル制御時には直流制御演算器1がS1, S3, S4は全てa側とし、ベクトル制御される。この状態から直流制御状態にする場合電圧ベクトルの位相を計算し、S1, S3をb側とし、 $i_q$ の絶対値を基準値 $\alpha$ に比較して、 $i_q$ の絶対値が小さいときはS4をb側に切り換え、d軸ACRのみとする。

本発明によれば、トリップレスの直流制動機能を有するベクトル制御装置が提供可能であり、停止時の振動も小さくできるので非常時の直流制動などの停止位置精度を上げることができ、また低騒音なシステムを供給できる。

PCTに基づいて公開される国際出版のパンフレット第一頁に記載されたPCT加盟国を特定するために使用されるコード (参考情報)

AL	アルバニア	ES	スペイン	LK	スリランカ	SE	スウェーデン
AM	アルメニア	FI	フィンランド	LR	リベリア	SG	シンガポール
AT	オーストリア	FR	フランス	LS	レソト	SI	スロヴェニア共和国
AU	オーストラリア	GA	ガボン	LT	リトアニア	SK	スロヴァキア共和国
AZ	アゼルバイジャン	GB	英国	LU	ルクセンブルグ	SL	シエラレオネ
BA	ボスニア・エルツェゴビナ	GE	グルジア	LV	ラトヴィア	SN	セネガル
BB	バルバドス	GH	ガーナ	MC	モナコ	SZ	スワジランド
BE	ベルギー	GM	ガンビア	MD	モルドヴァ共和国	TD	チャド
BF	ブルキナ・ファソ	GN	ギニア	MG	マダガスカル	TG	トーゴ
BG	ブルガリア	GW	ギニアビサウ	MK	マケドニア旧ユーゴスラヴィア共和国	TJ	タジキスタン
BJ	ベナン	GR	ギリシャ			TM	トルクメニスタン
BR	ブラジル	HU	ハンガリー	ML	マリ	TR	トルコ
BY	ベラルーシ	ID	インドネシア	MN	モンゴル	TT	トリニダード・トバゴ
CA	カナダ	IE	アイルランド	MR	モリタニア	UA	ウクライナ
CF	中央アフリカ共和国	IL	イスラエル	MW	マラウイ	UG	ウガンダ
CG	コンゴ	IS	アイスランド	MX	メキシコ	US	米国
CH	スイス	IT	イタリア	NE	ニジェール	UZ	ウズベキスタン
CI	コート・ジボアール	JP	日本	NL	オランダ	VN	ヴェトナム
CM	カメルーン	KE	ケニア	NO	ノルウェー	YU	ユーゴスラビア
CN	中国	KG	キルギスタン	NZ	ニュージーランド	ZW	ジンバブエ
CU	キューバ	KP	朝鮮民主主義人民共和国	PL	ポーランド		
CZ	チェコ共和国	KR	大韓民国	PT	ポルトガル		
DE	ドイツ	KZ	カザフスタン	RO	ルーマニア		
DK	デンマーク	LC	セントルシア	RU	ロシア連邦		
EE	エストニア	LI	リヒテンシュタイン	SD	スーダン		

## 明 細 書

## 誘導モータ制御装置およびその制御方法

## 技術分野

本発明は回転座標上で電流制御を行い、直流制動機能を有する誘導  
5 モータ制御装置に関する。

## 背景技術

誘導モータを制御する場合、モータ印加電圧  $V$  と周波数  $f$  を一定の  
比率で変化せさせてモータの回転数を制御する  $V/f$  制御やモータの  
10 電流を磁束分 ( $d$  軸) とトルク分 ( $q$  軸) に分解して直流機と同じよ  
うに制御するベクトル制御がある。前記の  $V/f$  制御は制御方式が簡  
単なため、従来から良く用いられている。また、後者はマイクロコン  
ピュータの発達により、リアルタイムでの制御演算が可能となり、従  
来の直流サーボの置き換えとして、用いられようになってきた。

15 前者の  $V/f$  制御では電機子抵抗の電圧降下などのため、低速度域  
でトルクが出ず、かつ、位置決めが  $V/f$  制御では困難なため、誘導  
モータに直流電流を流して制動を掛ける直流制動が用いられてきた。

後者のベクトル制御では低速度域で十分なトルクを確保でき、位置  
決めも行うことができる。しかし、ベクトル制御では速度 (位置) 情  
20 報が必要なため、誘導モータにエンコーダなどの位置センサを付け速  
度検出したり、電流、電圧から速度を推定する速度推定器が必要とな  
る。これらの速度検出手段が故障した場合、非常停止などのため、前  
述した直流制動が用いられる場合が多い。

後者のベクトル制御装置でも、この直流制動時は  $V/f$  制御の誘導

モータ制御装置と同様な使われ方をするので従来と同一な制御手法が用いられることが多い。この直流制動の手法は所望の直流制動力に応じた直流電圧を誘導モータに加えるだけのものである。

第4図に従来の直流制動機能を有したベクトル制御装置のブロック図を示す。従来のベクトル制御装置では直流制動機能を設けるため、第4図に示すように本来のベクトル制御制御用の演算部2～11に加えて、直流制動制御演算部1とスイッチS1、S2を設けている。ベクトル制御状態ではS1、2はa側で、直流制動時にはS1、2はb側とする。S2をb側にすることで、 $d-q$ ACR4の出力は効かなくなり、一方の電圧( $v_{d*}$ )に制動力に応じた値が入力され、他方( $v_{q*}$ )を0とし、誘導モータ13には直流電圧が加わる。また、切り換えショックを少なくするため、S1は電圧位相 $\theta_v$ を直流制動制御演算部1で演算し、電圧位相にd軸を一致させる。

ベクトル制御装置は前述のように位置決めなどのサーボとして使われる場合があり、過電流などで停止することは許されない。これは、ベクトル制御装置が非常用に直流制動モードに入った場合でも同様である。ベクトル制御装置では十分に低速トルクが確保でき、位置決めなども行えるため、直流制動は不必要であるが、前述のように位置(速度)センサの故障時などを考えると不可欠な制御モードと言える。

ここで、従来通りの直流制動の手法を用いるとベクトル制御状態から直流制動に切り換えた後、過電流保護などによりトリップする場合がある。これは従来の直流制動のように直流電圧を加えるだけでは電流を十分に制御できないため、電流が成長しやすい回転数が高い場合や負荷が重い場合に起こりやすい。ベクトル制御装置では上記のように直流制動が故障時に用いられことになるため、使用条件をトリップしにくい負荷状態に限ることはできず、どんな状態でもトリップしな

い直流制動の手法が必要である。

本発明の目的は、高性能なベクトル制御装置に内蔵されるトリップしない直流制動の手法を提供することにある。また、第2の目的は停止時に振動の少ない直流制動の手法を提供することにある。

5

#### 発明の開示

第1の目的を達成するため、ベクトル制御装置にあるd、qの電流制御装置(ACR)を用い、ACRのd軸電流指令とq軸電流指令のうちいずれか一方の電流指令を0、他方の電流指令を直流制動力に応じた電流指令として入力して直流制動モードを実現する、また、第2

10 目的のため、電流指令を0にした一方の電流値の絶対値を見て、あるいは誘導モータの回転数を見て、予め定めた基準値以下ならこの軸のACRを0( $v_q^* = 0$ )として、残り他方だけで電流を制御するように切り換える手段を設けた。

15 これにより、直流制動時でもベクトル制御装置のACRを用いるため、どんな負荷状態であっても電流を制御できるので、過電流でトリップすることはない。また、直流制動に切り換えるときにはACRの指令電流を操作するだけなので、切り換え前後で電力変換器の電圧が変に不連続にならないため、切り換えショックが少なく、切り換え時

20 のトリップも起きにくい。

また、d軸、q軸両方のACRで直流制動を行うとモータの全位相角 $360^\circ$ 方向に電圧ベクトルが出力可能なため、停止寸前にロータ回転位置が微振動する。そのため、0に絞った方の軸の電流、あるいは誘導モータの回転数を見て基準値以下になったら、他方の軸のACR

25 Rだけで制御するようにしているので、電圧出力方向はこのACR制御している他方の軸方向だけとなり、停止時にロータは振動しないよ

うになる。

#### 図面の簡単な説明

第 1 図は、本発明による具体的一実施例の制御ブロック図である。

- 5 第 2 図は、本発明による具体的一実施例の直流制動演算器の動作を示したフローチャートである。

第 3 図は、 $d$ 、 $q$  軸での電圧、電流のベクトル図である。

第 4 図は、従来の制御装置の制御ブロック図である

#### 10 発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の一実施例を第 1 図により説明する。第 1 図は誘導モータ 13 を電力変換回路 7 により制御する誘導モータのベクトル制御装置である。本実施例を、理解し易いように、速度制御系に基づいて説明する。

- 15 第 1 図の本実施例のベクトル制御装置は良く知られている速度センサ付きのベクトル制御と同一で、 $d$  軸、 $q$  軸は誘導モータの回転磁界に同期して回転する座標系である。速度制御演算部 2 では、このベクトル制御装置の外部のシステムから入力された速度指令  $\omega^*$  と速度検出演算部 10 から入力された速度検出値  $\omega_r$  に基づいてトルク電流
- 20 (トルク相当) 指令  $i_{q^*}$  が演算される。速度検出演算部 10 はエンコーダなどの位置検出器 12 からの信号で速度を演算したり、位置検出レスの場合は電流などから速度推定演算を行う。この  $i_{q^*}$  が磁束演算部 3 に入力され、良く知られているようにベクトル制御条件を満足するような磁束分電流指令  $i_{d^*}$  とすべり周波数  $\omega_s$  を演算し、 $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$ 、 $\omega_s$  が出力される。これらの  $i_{d^*}$ 、 $i_{q^*}$  に回転座標  $d-q$  変換部 11 からの電流検出値  $i_d$ 、 $i_q$  を追従させるような電圧指令  $v_{d^*}$ 、
- 25

v q\*を d - q 軸 A C R 4 で演算する。

これらの v d\*、v q\*は回転座標 d - q 軸から 3 相への逆 d - q 変換器 5 により、3 相の電圧指令にし、P W M 演算部 6 で電力変換器 7 のスイッチング素子を ON/OFF する点弧パターンを演算する。また、磁束演算部 3 の出力の  $\omega_s$  はすべり補償演算部 8 に入力され、誘導モータの 1 次周波数  $\omega_1$  を演算し、これを積分器 9 で積分して d 軸の位相  $\theta_1$  を計算し、d - q 変換部 11、逆 d - q 変換部 5 に出力する。

本発明は直流制動制御演算器 1 とそれにより制御されるスイッチ S 1、S 3、S 4 から構成される。直流制動制御演算部 1 には直流制動の制動力目標値と直流制動運転に移行する際の直流制動指令（図示せず）が与えられる。ベクトル制御時には直流制動制御演算器 1 により S 1、S 3、S 4 は全て a 側となるように切り換えられており、前記のようにベクトル制御が行われる。この状態から直流制動制御状態にする場合の直流制動制御演算器 1 の動作を第 2 図に示すフローで説明する。

直流制動制御演算器 1 は電圧ベクトル  $\theta_v$  の位相を算出する（ステップ 101）。このステップ 101 はベクトル制御から直流制動に切り換える瞬間のみの演算だけで良い。誘導モータの 3 相巻線 u、v、w 相、d - q 軸電圧ベクトル V 1、電流ベクトル I 1 の関係は第 3 図に示すとおりで、図より  $\theta_v$  は

$$\theta_v = \theta_1 + \tan^{-1}(V_q / V_d) \dots\dots\dots (1)$$

より、演算できる。V q、V d は切り換え直前で演算していた d、q 軸の電圧値を用いる。次にスイッチ S 1 を b 側に切り換え、 $\theta_{dq}$  に  $\theta_v$  を入力する（ステップ 102）。これにより、第 3 図にあるように電圧ベクトル V 1 の位相に d 軸を合わせ、d' 軸とすることで電圧ベクトル V 1 を直流制動切り換え時に不連続にならないようにする。これ

により、切り換え時のショックが小さくなり、トリップしにくくなる。  
この例では電圧ベクトル  $V_1$  を連続にしたが、電流ベクトル  $I_1$  を連続的に切り換えても良く、その場合は (1) 式の  $V$  を  $i$  に読み変えれば良い。また、これらの切り換えは A C R の応答が早い場合には自動的に連続になるように働くので不要とすることもできるが、A C R の  
5 応答が遅い場合にはこの切り換えが特に有効となる。

この後、S 3 を b 側に切り換え、d 軸の A C R の指令  $i_{d*}$  を直流制  
動制御演算器 1 に入力された制動力に応じた値を d - q 軸 A C R 4  
に入力し、q 軸の A C R の指令  $i_{q*}$  を 0 にする (ステップ 103)。こ  
10 のように従来とは異なり、d 軸、q 軸の A C R を直流制動時でも効か  
しているので、交流モータの負荷状態で電流が成長し、過電流ではトリ  
ップすることはない。

そして、 $i_q$  の絶対値と予め定めた基準値  $\alpha$  と比較し (ステップ  
104)、これよりも大きい場合は S 4 を a 側に切り換え、前述のよう  
15 に d - q 軸 A C R 4 の出力を P W M 演算部 6 に渡す (ステップ 105a)。  
逆に基準値  $\alpha$  に比して小さい場合は S 4 を b 側に切り換え、d 軸の A  
C R 出力を生かし、q 軸の電圧指令  $V_{q*} = 0$ 、即ち q 軸の A C R を無  
効にして、P W M 演算部 6 に電圧指令を出力する (ステップ 105b)。  
このステップ 104, 105 により交流モータのロータ位置決め停止時の振  
20 動を防止できる。この位置決め停止時に振動する理由は、d、q 2 軸  
の両方の A C R を掛け放しの状態にすると第 3 図の電圧ベクトルか  
ら理解されるように d、q 軸成分が  $360^\circ$  全ての方向に出力され、  
q 軸の電圧分で A C R の出力が振動的になってしまい、ロータが振れ  
てしまうからである。

25 また、基準値  $\alpha$  を S 4 切り換えのしきい値としたが、場合により電  
流が振動的になったり、ノイズが乗ってしまい、切り換えがバタツク



時がある。この場合には基準値  $\alpha$  に対して数～数十%のヒステリシスを付けることで防止できる。さらに制動力に応じて基準値  $\alpha$  を変えることで停止時の振動を小さくできる。例えば、制動力が誘導モータの定格電流の40%の時と80%の時ではd軸電流指令がこれに伴い、

5 40%、80%となり、同じ回転数でのd軸電流の干渉電圧が異なるため、40%に比べ80%の場合の方が早めにd軸のみに切り換わるように基準値  $\alpha$  を大きくした方が、停止時の振動を小さくできる。さらに基準値  $\alpha$  は過電流検出レベルより当然小さくするべきで、過電流検出レベルの80%以下にするとトリップしにくく、停止時の振動も

10 小さくできる。

ここで、説明の都合上q軸のACRの指令  $i_{q*}$  を0にしたが、これはd軸のACRの指令  $i_{d*}$  でも同様なことが実現できる。この場合には第3図のd'軸をV1に合わせるのではなくq'軸をV1に合わせるように  $\theta_v$  を次式のように演算し、第2図のフローではd、qのサフィックスを読み変えれば良いことは明らかである。

15

$$\theta_v = \theta_1 + \tan^{-1}(V_q / V_d) - \pi/2 \quad \dots\dots\dots (2)$$

また、前記のように電流ベクトル  $I_1$  を連続にする場合は前記と同様に(2)式のVをiに読み変えれば良い。

また、d、q軸でACRを掛ける場合、d、q軸干渉電圧を演算し、

20 これをACR出力にフィードフォワードとして加算し、d、q軸干渉電圧を相殺すると言った非干渉制御を行うと良い。本発明では直流制動時でもd、q軸のACRを掛けるため、この非干渉制御は有効でこの非干渉により、d、q軸の電流の振動を小さくできるため、停止時の振動を抑制できる。この場合には干渉電圧としては1次周波数  $\omega_1$

25  $= 0$  として干渉電圧を演算すれば良い。色々な干渉電圧演算式が考えられるが、一例として次式のような干渉電圧  $V_{zdq}$  を非干渉化してい

るとする。

$$\begin{pmatrix} v_{zd} \\ v_{zq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_1 l_\sigma \cdot i_q^* \\ \omega_1 l_\sigma \cdot i_d^* + \omega_r M / L_2 \cdot \phi^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $l_\sigma$  : もれインダクタンス、 $M$  : 相互インダクタンス、 $L_2$  : 2次自己インダクタンス、 $T_2$  : 2次時定数、 $\omega_r$  : ロータの電気角周波数、 $\phi^*$  : 2次磁束指令とした。

上式において

$$\omega_1 = 0 \dots\dots\dots (4)$$

として

$$\begin{pmatrix} v_{zd} \\ v_{zq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_r M / L_2 \cdot \phi^* \end{pmatrix} \dots\dots\dots (5)$$

として非干渉化すれば良い。

以上、説明は速度センサ付きベクトル制御で行ったが、全てのベクトル制御装置に本発明は適用可能であり、速度センサなしのベクトル制御装置にも適用可能である。

また、以上の実施例では、誘導モータを直流制動する際、まず電流指令の位相を固定し、次いでこの固定された電流指令位相に対し直交する実電流成分が所定値以下になったら電圧指令の位相を固定するようにしたが、電流が成長しやすいのは回転数が高い場合に起こりやすいから、誘導モータを直流制動する際、まず電流指令の位相を固定し、次いで誘導モータの回転数が所定値以下になったら電圧指令の位相を固定するようにS4をb側に切り換えるようにしても同様に過電流や振動を防止できる。この場合も誘導モータが所定回転数以下の状態から負荷によって回されるなどして再び所定回転数を越えるようになったらS4をa側に戻すようにする。この実施例の場合は速度検出演算部10の速度検出値 $\omega_r$ を直流制動制御演算部1に入力して

所定回転数以下になったことを判断し S 4 を切り換える信号を出力するようにすればよい。

本発明を用いたシステムとしてはクレーンなどの昇降機が挙げられる。クレーンなどのシステムでは荷物を上げ、下げする駆動部に大容量のため誘導モータを使うことが多い。このようなシステムでは位置センサなどの故障時に荷物が落ちないように直流制動が用いられる。この場合、モータには常に重力方向に負荷がかかり、切り換え瞬間にトリップしたり、制動時でも常にトリップはさせられない。本発明はこの場合に有効で 2 軸の A C R のため、成長する電流を A C R で抑制でき、非常時でもトリップレスで、抑えが効くようになり、荷落ちなどが無くなる効果がある。また、定常的に制動状態になり、荷物の横揺れで負荷変動するような場合でも q 軸の電流が大きくなれば 2 軸の A C R で抑えが効くため、直流制動も効果的に効く。また、このようなシステムではギヤなど使われる場合が多いが、停止時の振動を小さくできるので、騒音も小さくなる。

#### 産業上の利用可能性

本発明によれば、トリップレスの直流制動機能を有するベクトル制御装置が提供可能できる。また、停止時の振動も小さくできるので非常時での直流制動などの停止位置精度を上げることができると共に低騒音なシステムを供給できる。

## 請求の範囲

1. 誘導モータと、電力変換装置とを備え、前記誘導モータに前記電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにようにした誘導モータの制御装置において、直流制動指令後に  
5 電流位相の振れが所定値以下になるように制御する手段を備えた誘導モータ制御装置。
2. 誘導モータと、電力変換装置とを備え、前記誘導モータに前記電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにようにした誘導モータの制御装置において、直流制動指令後に  
10 電流指令の位相が固定された状態で電圧の位相を固定する手段を備えた誘導モータの制御装置。
3. 任意の周波数の交流電力に変換する電力変換装置により誘導モータに供給する電流を磁束分とトルク分のベクトル成分に分けて制御するようにした誘導モータの制御装置において、直流制動指令に  
15 答して電流指令の位相を固定する手段と、前記固定された電流指令の位相に対し直交する位相成分の実電流が所定値以下になったら電圧指令の位相を固定する手段を備えた誘導モータの制御装置。
4. 任意の周波数の交流電力に変換する電力変換装置により誘導モータに供給する電流を磁束分とトルク分のベクトル成分に分けて  
20 制御するようにした誘導モータの制御装置において、直流制動指令に答して電流指令の位相を固定する手段と、直流制動動作中に前記誘導モータの回転数が所定値以下になったら電圧指令の位相を固定する手段を備えた誘導モータの制御装置。
5. 電力変換装置と、該電力変換装置の出力に接続された誘導モータと、前記誘導モータの電流を磁束を発生するための d 軸電流とトルクを発生するための q 軸電流にベクトル分解する d q 変換器と、トル

ク指令値から  $d$  ,  $q$  軸電流指令値を演算して出力する電流指令演算器と、前記  $d$  ,  $q$  軸電流指令値に前記  $d$  ,  $q$  軸電流を追従させるように  $d$  ,  $q$  軸電圧を演算する  $d$   $q$  軸電流制御演算器を備えて、前記誘導モータの回転を制御する誘導モータ制御装置において、

- 5 前記電流指令演算器は、直流制動指令を受け  $d$   $q$  軸電流指令の一方の軸電流指令値を 0 , 他方の軸電流指令値を制動力に応じた指令値として出力し、前記  $d$   $q$  軸電流制御演算器は前記電流指令値を 0 とした一方の軸の電流の絶対値が所定値以下のときは他方の軸の電流のみで前記誘導モータを制御することを特徴とした誘導モータ制御装置。

- 10 6 . 前記請求項 5 載の誘導モータ制御装置において、前記  $d$   $q$  軸電流制御演算器は電流の絶対値をヒステリシス特性をつ比較手段で前記所定値と比較することを特徴とする誘導モータ制御装置。

- 7 . 前記請求項 5 , 6 記載の誘導モータ制御装置において、前記所定値は直流制動時に指令される制動力に応じた値にしたことを特徴とする誘導モータ制御装置。

- 8 . 請求項 5 乃至 7 記載の誘導モータ制御装置において、直流制動時に前記所定値と比較する電流は  $q$  軸電流とした誘導モータ制御装置。

- 9 . 請求項 5 乃至 8 記載の誘導モータ制御装置において、前記所定値を過電流検出レベルの 80 % 以下とすることを特徴とする誘導モータ制御装置。

- 10 . 誘導モータと、電力変換装置とを備え、前記誘導モータに前記電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにようにした誘導モータの制御において、前記誘導モータを直流制動する際、まず電流指令の位相を固定し、次いで前記固定された電流指令の位相に対し直交する位相成分の実電流が所定値以下にな

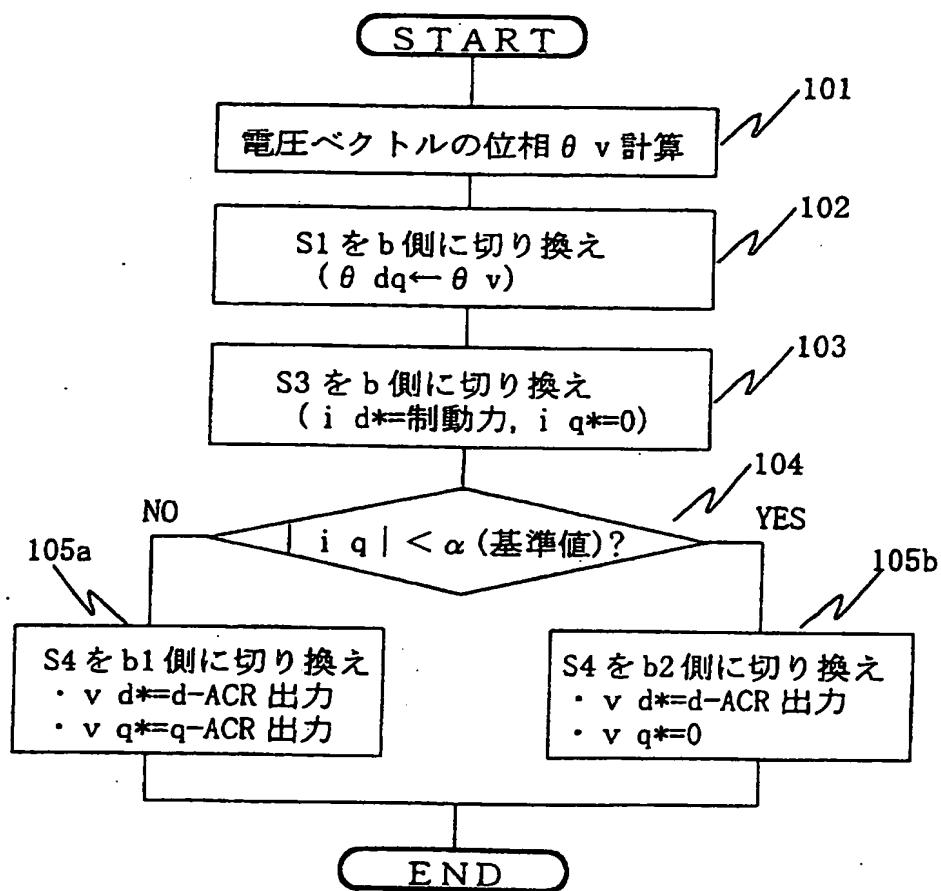
ったら電圧指令の位相を固定するようにした誘導モータの制御方法。

1 1 . 誘導モータと、電力変換装置とを備え、前記誘導モータに電気電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにようにした誘導モータの制御において、前記誘導モータを直流制動する際、まず電流指令の位相を固定し、次いで前記誘導モータの回転数が所定値以下になったら電圧指令の位相を固定するようにした誘導モータの制御方法。

1 2 . 誘導モータと、電力変換装置とを備え、前記誘導モータに電気電力変換装置から供給される電流をベクトル成分に分けて制御するようにようにした誘導モータの制御において、前記誘導モータを直流制動する際、電流の位相を固定するように制御する誘導モータの制御方法。

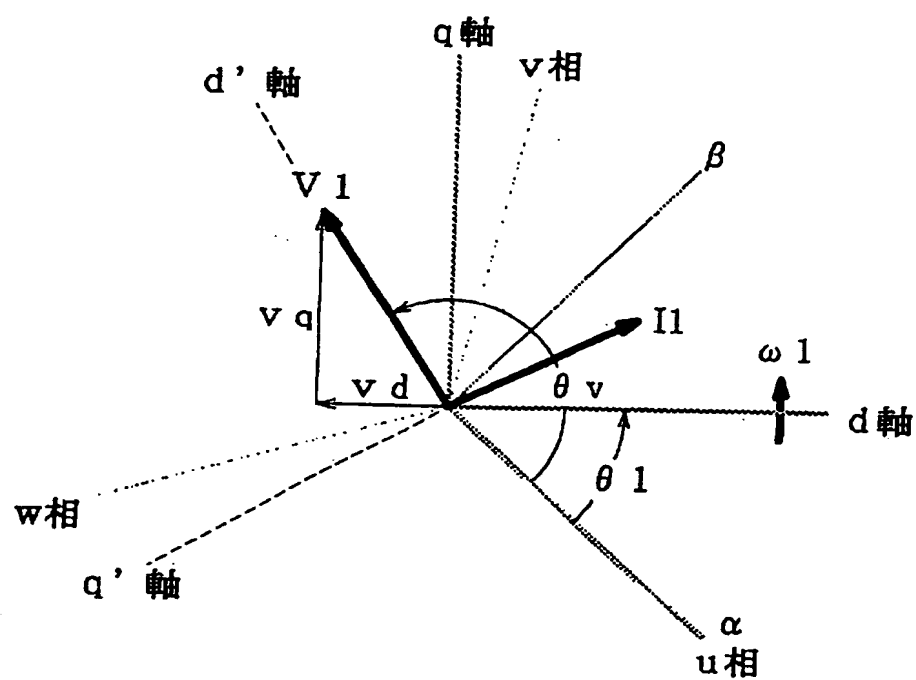


第 2 図





第 3 図





## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP96/02625

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int. Cl<sup>6</sup> H02P21/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int. Cl<sup>6</sup> H02P21/00, H02P5/41, H02P7/63, H02P3/00-H02P3/26

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926 - 1996	Jitsuyo Shinan Toroku
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971 - 1995	Koho
Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994 - 1996	1996 - 1996

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP, 01-243865, A (Toshiba Corp.), September 28, 1989 (28. 09. 89) (Family: none)	1 - 12
A	JP, 06-153570, A (Toshiba Corp.), May 31, 1994 (31. 05. 94) (Family: none)	1 - 12



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

November 8, 1996 (08. 11. 96)

Date of mailing of the international search report

November 19, 1996 (19. 11. 96)

Name and mailing address of the ISA/

Japanese Patent Office

Facsimile No.

Authorized officer

Telephone No.

## 国際調査報告

国際出願番号 PCT/JP96/02625

## A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>6</sup> H02P21/00

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))

Int. Cl<sup>6</sup> H02P21/00, H02P5/41, H02P7/63, H02P3/00~H02P3/26

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926~1996年

日本国公開実用新案公報 1971~1995年

日本国実用新案登録公報 1996~1996年

日本国登録実用新案公報 1994~1996年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP, 01-243865, A (株式会社 東芝) 28, 9月, 1989 (28. 09. 89) (ファミリーなし)	1~12
A	JP, 06-153570, A (株式会社 東芝) 31, 5月, 1994 (31. 05. 94) (ファミリーなし)	1~12

☐ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 先行文献ではあるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&amp;」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

08. 11. 96

国際調査報告の発送日

19.11.96

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号100

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

田良島 潔

印

3H

9521

電話番号 03-3581-1101 内線 3316

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record.**

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**